

УДК 621.396.967

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ЦИФРОВОГО ФИЛЬТРА КОМПЕНСАЦИОННОГО РАДИОМЕТРА С ПЕРИОДИЧЕСКОЙ КАЛИБРОВКОЙ

Ю.Б. Прибылев

Приводится решение задачи синтеза цифрового фильтра, оптимального по критерию минимума дисперсии оценки антенной температуры, и дается сравнительная оценка эффективности применения различных типов оптимальных и квазиоптимальных цифровых фильтров в радиометрах миллиметрового диапазона волн.

Применение в компенсационных радиометрах периодической калибровки измеряемого сигнала эталонным шумом позволяет снизить уровень флуктуаций выходного сигнала, обусловленных нестабильностью коэффициента усиления. Достижимая за счет этого степень повышения чувствительности радиометра (РМ) существенно зависит как от характеристик цифрового фильтра (ЦФ), осуществляющего обработку калибровочных сигналов, так и от уровня относительных флуктуаций коэффициента передачи усилительного тракта, спектральная плотность которых подчиняется фликкерному закону.

Таким образом, для повышения чувствительности РМ необходимо решить задачу синтеза ЦФ, оптимального по критерию минимума дисперсии оценки антенной температуры, и дать сравнительную оценку эффективности применения различных типов оптимальных и квазиоптимальных ЦФ в компенсационном РМ миллиметрового диапазона волн.

С помощью переключателя и синхронизатора вход радиометра поочередно подключается к антенне и выходам генераторов шума с известными шумовыми температурами T_1 и T_2 , причем $T_1 > T_2$. Сформированная таким образом последовательность измерительных отсчетов усредняется далее в устройстве обработки, а последовательность калибровочных отсчетов оцифруется в параллельном АЦП и пропускается через нерекурсивный ЦФ, алгоритм которого определяется выражением

$$V_{jk}(nt_0) = \sum_{i=-\alpha}^{\beta} h_i \vartheta_{jk}[(n-i)t_0], \quad n \in \mathbb{Z}, \quad \alpha, \beta \in \mathbb{N} \cup \{0\}, \quad (1)$$

где $\vartheta_{jk}(it_0)$, ($j=1,2$) - входная цифровая функция усредненных на интервале τ_k значений выходного напряжения при приеме калибровочного сигнала от первого или второго генератора шума; h_i - весовые коэффициенты ЦФ; $V_{jk}(nt_0)$ ($j=1,2$) - выходная цифровая функция.

Для каждого измерительного отсчета

$$u_n(t_n) = 1/t_n \int_{nt_0+t_n-\tau_n/2}^{nt_0+t_n+\tau_n/2} \vartheta(t) dt, \quad |t_n| < t_0/2,$$

оценка антенной температуры определяется разностью между выходными напряжениями устройства обработки и ЦФ

$$T_{an}(t_n) = C[u_n(t_n) - V_{1k}(nt_0) + T_1], \quad (2)$$

где $C = (T_1 - T_2) / \langle V_{1k} - V_{2k} \rangle$.

Оценка T_a^0 является несмещенной при выполнении условия

$$\sum_{i=-\alpha}^{\beta} h_i = 1. \quad (3)$$

Получено выражение для дисперсии оценки $T_{an}(t_n)$

$$D_{T_{an}} = T_w^2 [F(h) + (\Delta f \tau_n)^{-1}], \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} F(h) = & D(\tau_n, \tau_k) + \\ & + \sum_{i=-\alpha}^{\beta} h_i \left[h_i / \Delta f \tau_k + 2C(\tau_n, |it_0 + t_n|) - \sum_{m=-\alpha}^{\beta} h_m C(\tau_k, |m - i|t_0) \right], \\ & h = (h_{-\alpha}, \dots, h_{\beta}) \in \mathbb{R}^{\alpha+\beta+1}. \end{aligned} \quad (5)$$

При решении задачи $F(h) \rightarrow \min$ при ограничении (3) методом множителей Лагранжа, была получена система линейных уравнений

$$\begin{cases} 2 \left[\mathbf{h}_i / \Delta t \tau_k + 2C(\tau_k, |i t_0 + \mathbf{t}_n|) - \sum_{m=-\alpha}^{\beta} C(\tau_k, |m - i| t_0) + \lambda \right] = 0, \\ \sum_{m=-\alpha}^{\beta} \mathbf{h}_m = 1, \quad i = -\alpha, \dots, \beta, \end{cases} \quad (6)$$

которой должны удовлетворять весовые коэффициенты \mathbf{h}_i оптимального ЦФ, минимизирующего дисперсию оценки антенной температуры.

В дальнейшем исследовались три разновидности ЦФ: типа **N** ($\alpha=N$, $\beta=N$), типа **M** ($\alpha=M$, $\beta=M-1$), типа **P** ($\alpha=0$, $\beta=P$). При использовании первого и второго ЦФ формирование выходного сигнала осуществляется с задержкой, равной $\Delta t=Nt_0$ и $\Delta t=Mt_0$, соответственно. В алгоритме ЦФ третьего типа участвуют отсчеты, предшествующие измерительному, поэтому возможна обработка результатов измерений в реальном масштабе времени.

В результате исследований установлено, что ЦФ типа **P** незначительно уступают фильтрам типа **N** или **M**, а выигрыш в чувствительности по сравнению с ЦФ, имеющим одинаковые весовые коэффициенты, является существенным лишь при малых значениях \mathbf{t}_n и для больших значений t_0 .

Хотя "симметричные" ЦФ типа **M** и **N** обладают лучшими характеристиками по сравнению с "несимметричными" ЦФ типа **P**, применение последних позволяет производить обработку результатов измерений в реальном масштабе времени. В РМ миллиметрового диапазона волн с периодической калибровкой, предназначенных для получения радиотеплового излучения земной поверхности с борта летательного аппарата, целесообразно использовать квазиоптимальные ЦФ с одинаковыми весовыми коэффициентами.

В результате исследований зависимости чувствительности компенсационного РМ с периодической калибровкой от параметров калибровки обнаружено, что РМ обладает наихудшей чувствительностью для измерительных отсчетов, расположенных в точности посередине между калибровочными, причем выигрыш в чувствительности для таких отсчетов незначителен. Заметный выигрыш может быть получен только для нескольких измерительных отсчетов, ближайших к калибровочным. Поэтому применение оптимальных ЦФ типа **N** и **M** в РМ миллиметрового диапазона волн рассматриваемого класса нецелесообразно, а

предпочтительней использовать ЦФ с одинаковыми весовыми коэффициентами, алгоритмы которых являются предельно простыми и сводятся к определению среднего значения Q последовательных отсчетов ($Q=2N+1$ или $Q=2M$) калибровочного напряжения, что позволяет существенно упростить устройство обработки.
